

EP 21141 (2)

⑤1 Int. Cl. 3 = Int. Cl. 2

Int. Cl. 2:

H 04 B 1/26

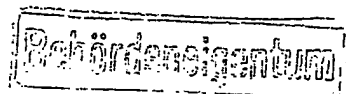
H 04 B 1/30

①9 **BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND**

DEUTSCHES



PATENTAMT



DE 29 05 331 A 1

①1

Offenlegungsschrift 29 05 331

②1

Aktenzeichen:

P 29 05 331.4

②2

Anmeldetag:

13. 2. 79

②3

Offenlegungstag:

21. 8. 80

③0

Unionspriorität:

③2 ③3 ③1

⑤4

Bezeichnung:

Schaltungsanordnung für einen AM-Empfänger, insbesondere Rundfunkempfänger im Lang-, Mittel- und Kurzwellenbereich

⑦1

Anmelder:

Philips Patentverwaltung GmbH, 2000 Hamburg

⑦2

Erfinder:

Löhn, Klaus, Dipl.-Phys. Dr., 5107 Simmerath; Schiefer, Gerd, Dr.-Ing.; Hüsgen, Theo, Ing.(grad.); 5100 Aachen

DE 29 05 331 A 1

PATENTANSPRÜCHE:

1. Schaltungsanordnung für einen AM-Empfänger, insbesondere Rundfunkempfänger im Lang-, Mittel- und Kurzwellenbereich, dessen Abstimmung mit Hilfe einer Phasenfangeschaltung (PLL) erfolgt, wobei das amplitudenmodulierte Eingangssignal einem ersten Mischer und entweder unmittelbar oder über ein phasendrehendes Netzwerk einem zweiten Mischer zugeführt wird, beiden Mischern je ein Tiefpaß und darauffolgend je ein regelbarer Verstärker nachgeschaltet sind, weiterhin ein abstimmbarer Oszillator angeordnet ist, von dem ein Ausgang zum ersten Mischer und ein weiterer entweder über ein phasendrehendes Netzwerk oder unmittelbar zu einem zweiten Mischer führt und wobei hinter den Verstärkern ein Leistungsverstärker und eine Wiedergabevorrichtung folgen, dadurch gekennzeichnet, daß die Schaltungsanordnung für den abstimmbaren Oszillator (5) derart ausgebildet ist, daß dieser jeweils auf eine Summenfrequenz $f_0 + \Delta f$ abstimmbar ist, wobei f_0 die Trägerfrequenz des gewünschten zu empfangenen Senders und Δf eine von Null abweichende Zwischenfrequenz unter etwa 1000 Hz sind, hinter den Tiefpässen (6, 7) in beiden Signalwegen je ein regelbarer Wechselstromverstärker (C1, 8, C2; C1, 9, C2), danach je eine Mischstufe (10, 11) angeordnet sind, deren andere Eingänge mit einem auf die Frequenz Δf fest eingestellten Festoszillator (12) verbunden sind, wobei zwischen der Mischstufe (10) und dem Festoszillator (12) ein phasendrehendes Netzwerk (13) angeordnet ist und die Ausgänge der Mischstufen (10) und (11) über ein Addierglied (14) mit dem Eingang des Leistungsverstärkers (19) und über ein Subtrahierglied (15) mit dem abstimmbaren Oszillator (5) verbunden sind.
2. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Verstärker (8, 9) über jeweils einen eigenen Regelverstärker (17, 18) regelbar sind, wobei das

Steuersignal für die Regelverstärker (17, 18) jeweils hinter dem weiteren Koppelkondensator (C2) abgegriffen wird.

- 5 3. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Verstärker (8, 9) durch ein weiteres, von einem weiteren Regelverstärker (16) herrührendes Signal regelbar sind und das Steuersignal für diesen
10 Regelverstärker (16) zwischen der Addierstufe (14) und dem Leistungsverstärker (19) abgegriffen wird.

15

20

25

30

35

090034/0230

Schaltungsanordnung für einen AM-Empfänger, insbesondere Rundfunkempfänger im Lang-, Mittel- und Kurzwellenbereich

Die Erfindung bezieht sich auf eine Schaltungsanordnung für einen AM-Empfänger, insbesondere Rundfunkempfänger im Lang-, Mittel- und Kurzwellenbereich, dessen Abstimmung mit Hilfe einer Phasenfangschaltung (PLL) erfolgt, wobei
5 das amplitudenmodulierte Eingangssignal einem ersten Mischer und entweder unmittelbar oder über ein phasendrehendes Netzwerk einem zweiten Mischer zugeführt wird, beiden Mixern je ein Tiefpaß und darauffolgend je ein regelbarer Verstärker nachgeschaltet sind, weiterhin ein
10 abstimmbarer Oszillator angeordnet ist, von dem ein Ausgang zum ersten Mischer und ein weiterer entweder über ein phasendrehendes Netzwerk oder unmittelbar zu einem zweiten Mischer führt und wobei hinter den Verstärkern ein Leistungsverstärker und eine Wiedergabevorrichtung folgen.

15

AM-Empfänger, insbesondere Rundfunkempfänger im Lang-, Mittel- und Kurzwellenbereich, werden heute ausschließlich nach dem Prinzip des Überlagerungsempfängers gebaut. Dabei wird aus dem zu empfangenen Signal bekannterweise mit Hilfe
20 eines Hilfsoszillators und einer Mischstufe eine Zwischenfrequenz, meistens 468 oder 471 kHz, erzeugt, die in einem selektiven Verstärker verstärkt und anschließend demoduliert wird. Diesem Prinzip haften jedoch einige Nachteile an, die insbesondere eine Ausführung in der modernen integrierten Schaltungstechnik erschweren.

Bei jeder eingestellten Oszillatorfrequenz nämlich können grundsätzlich zwei Sender empfangen werden, nämlich einer, dessen Frequenz um die Zwischenfrequenz kleiner ist und ein zweiter, dessen Frequenz um die Zwischenfrequenz größer ist als die Oszillatorfrequenz. Ein derartiger Empfang stört insbesondere im Kurzwellenbereich, weil nämlich dort die jeweilige Spiegelfrequenz mit in den Empfangsbereich fällt.

Um einen derartigen Doppelempfang zu vermeiden, ist es in den Rundfunkempfängern erforderlich, ein abstimmbares Eingangsbandfilter anzuhängen, das den unerwünschten Sender auf der sogenannten Spiegelfrequenz unterdrückt. Zur Unterdrückung der Spiegelfrequenz müssen daher bis zu drei Schwingkreise im Gleichlauf miteinander sein, und beim Bau derartiger Rundfunkempfänger werden hohe Anforderungen an den Abgleich dieser drei Schwingkreise gestellt. Ebenfalls ist die Bereichsumschaltung von dem einen in den anderen Bereich wegen der Umschaltung von zwei bzw. drei Schwingkreisen erheblich aufwendig.

Bei preiswerten Rundfunkempfängern wird der dritte mit abstimmbare Kreis eingespart. Sie sind daher meistens nur für den Mittel- und Langwellenbereich ausgelegt und weisen keinen Kurzwellenbereich auf, der insbesondere zum Abhören von Nachrichten in deutscher Sprache im Ausland außerordentlich wichtig erscheint. Aber auch schon die Abstimmung von zwei Kreisen mit konstant zu haltenden Frequenzabstand bereitet Schwierigkeiten.

Bei den bekannten Rundfunkempfängern erfolgt ferner die sogenannte Kanalselektion, d.h. die Dämpfung vom Nachbarsenderempfang, ausschließlich in der Zwischenfrequenzstufe, d.h., hier müssen die verwendeten Bandfilter mit steilen Resonanzkurven ausgeführt werden, um einen optimalen Empfang einerseits und eine volle Ausnutzung des ohnehin schon

schmalen 9 kHz breiten Kanals ($\pm 4,5$ kHz) zu gewährleisten.

Es ist weiterhin aus der integrierten Schaltungstechnik bereits eine Empfängereinrichtung für ein amplitudenmoduliertes Eingangssignal aus der US-PS 3,603,890 bekannt, bei der sogenannte Phasenfangeschaltungen verwendet werden, die im angelsächsischen Gebrauch kurz als PLL-Schaltungen bezeichnet werden. Diese verwenden einen Mischer mit nachgeschaltetem Tiefpaßfilter und Verstärker, wobei der Verstärker auf einen spannungsgesteuerten Oszillator, kurz als VCO-Oszillator bezeichnet, zurückwirkt. Dieser VCO-Oszillator liefert die zweite Eingangsfrequenz für die Mischung und ist mit Hilfe eines an die Schaltungsanordnung anschaltbaren Kondensators abstimmbar, wobei dieser Kondensator als eine sogenannte Varicapdiode spannungsgesteuert ist.

Die PLL-Schaltung arbeitet dabei derart, daß im sogenannten Phasenvergleich der Frequenz des Eingangssignals mit der eingestellten Frequenz des Oszillators verglichen wird. Sobald die Frequenzdifferenz genügend klein ist, wird die Oszillatorfrequenz über die Nachstimm-diode auf die Sollfrequenz gezogen ("locking"), wie z.B. im VALVO Handbuch "Signetics Integrierte Analog-Schaltungen" 1977-78, S. 807 bis 860 beschrieben.

Die in der US-PS 3,603,890 gezeigte Schaltungsanordnung ist unter dem Namen Homodyn- oder Synchro-dynprinzip bekannt. Sie benutzt zusätzlich zur PLL-Schaltung einen zweiten Mischer. Die Oszillatorfrequenz wird dabei durch die PLL derart eingestellt und festgehalten, daß sie synchron mit der Trägerfrequenz des zu empfangenen Senders läuft. Es entsteht dann im zusätzlichen zweiten Mischer direkt die demodulierte Niederfrequenz des eingestellten Senders. Ein nachgeschalteter Tiefpaß sorgt dafür, daß nur diese Niederfrequenz durchgelassen wird und alle höherfrequenten Sig-

nale, die durch das Mischen der Oszillatorfrequenz mit Nachbarsendern entstehen, unterdrückt werden.

Im Zweig für das Amplitudensignal wird also das Sendersignal und das Oszillatorsignal dem zweiten Mischer, also dem Amplitudenmischer zugeführt. Das Sendersignal wird in der Phase um 90° verschoben. Wenn die PLL-Schaltungsanordnung abgestimmt ist, d.h. der Oszillator eingerastet ist, so beträgt der Phasenwinkel φ zwischen der Senderfrequenz des empfangenen Senders und der eingerasteten Oszillatorfrequenz 0 und das Signal $\sin \varphi$ ist = 0, während zur weiteren Verstärkung ein Signal mit $\cos \varphi = 1$ erforderlich ist. Im tatsächlichen Betrieb bleibt ein kleiner Phasenwinkel $\Delta \varphi$ als Stellgröße der PLL übrig.

Es ist weiterhin aus der DE-OS 26 57 170 eine Schaltungsanordnung zum Empfang eines der Seitenbänder aus einem Zweiseitenbandsignal bekannt, bei der das phasendrehende Netzwerk im Eingang zwischen dem abstimmbaren Oszillator und dem zweiten Mischer angeordnet ist. Dabei sind dann die anderen Eingänge beider Mischer gemeinsam mit dem Antennenkreis verbunden.

In einer älteren Anmeldung nach P 28 48 353.6 wurde die Aufgabe gelöst, bei der oben genannten Schaltungsanordnung für einen AM-Empfänger, die mit Hilfe einer Phasenfangeschaltung, also einer PLL-Schaltungsanordnung, nach dem Synchrodynprinzip arbeitet, zu ermöglichen, im geforderten Dynamikbereich der Eingangssignale noch ein sicheres Arbeiten der Schaltungsanordnung zu gewährleisten. Bei der älteren Patentanmeldung wurde zu diesem Zweck bei einer Schaltungsanordnung für einen derartigen AM-Empfänger hinter dem Verstärker im Amplitudenkanal eine Regelvorrichtung angeordnet, die ein Regelsignal an die Verstärker im Phasen- als auch im Amplitudenkanal liefert. Dieses Regelsignal konnte auch dem Eingangsverstärker zugeführt werden.

030034/0230

In der älteren Patentanmeldung sind dann weiterhin Lösungen für Probleme aufgezeigt, die sich daraus ergeben, wenn im Phasen- als auch im Amplitudenkanal regelbare Gleichstromverstärker folgen. Es hat sich jedoch herausgestellt, daß
5 sie nicht ganz ausreichen, den gewünschten Dynamikbereich von etwa 100 dB nach dem Gegenstand dieser älteren Patentanmeldung einwandfrei zu verarbeiten. Speziell beim Empfang schwacher Signale wird ein sauberes Regelverhalten durch unterschiedliche Drift und Schwankungen der Mischverstärkung
10 weiterhin erschwert.

Die Aufgabe vorliegender Erfindung bestand also darin, die Schaltungsanordnung nach dem Gegenstand der älteren Anmeldung hinsichtlich seiner guten Verwirklichbarkeit für
15 eine Ausführung in der integrierten Technik beizubehalten und außerdem hinsichtlich der Empfängereingangsempfindlichkeit zu erhöhen. Zur Lösung dieser Aufgabe wird bei einer Schaltungsanordnung der eingangs genannten Art nach der Erfindung die Schaltungsanordnung für den abstimmbaren
20 Oszillator derart ausgebildet, daß dieser jeweils auf eine Summenfrequenz $f_0 + \Delta f$ abstimmbar ist, wobei f_0 die Trägerfrequenz des gewünschten zu empfangenen Senders und Δf eine von Null abweichende Zwischenfrequenz unter etwa 1000 Hz sind, hinter den Tiefpässen in beiden Signalwegen
25 je ein regelbarer Wechselstromverstärker, danach je eine Mischstufe angeordnet ist, deren andere Eingänge mit einem auf die Frequenz Δf fest eingestellten Festoszillator verbunden sind, wobei zwischen einer Mischstufe und dem Festoszillator ein phasendrehendes Netzwerk angeordnet ist und
30 die Ausgänge der Mischstufen über ein Addierglied mit dem Eingang des Leistungsverstärkers und über ein Subtrahierglied mit dem abstimmbaren Oszillator verbunden sind.

Eine derartige Schaltungsanordnung wirkt daher wie eine
35 nach dem Homodyn- bzw. Synchrodynprinzip, sie ist aber durch Einführung der Zwischenfrequenz Δf anders ausge-

gebildet. Zwar ist auch hier an sich die Schaltungsanordnung derart getroffen, daß sich die einzelnen erforderlichen Bauelemente leicht in der sogenannten integrierten Schaltungstechnik verwirklichen lassen, aber hinter den
5 ersten Mischern entsteht nicht unmittelbar die demodulierte Niederfrequenz des eingestellten Senders, sondern eine neue weitere Zwischenfrequenz, die aber im Gegensatz zu dem bisher allgemein Bekannten höchstens etwa 1000 Hz beträgt, während die bekannten Zwischenfrequenzen z.B. im Mittel-,
10 Lang- und Kurzwellenbereich etwa bei 470 kHz liegen. Dies hat die noch nachfolgend näher geschilderten Vorteile.

Nach der Erfindung ist ferner im Gegensatz zu dem älteren Vorschlag hinter den Tiefpässen jeweils ein Kondensator
15 eingefügt, und zwar in jedem Signalweg einer, damit die Gleichstromkomponente unterdrückt wird und nur noch die Wechselstromkomponente übertragen wird, und zwar ist es dann die Wechselspannung der Frequenz Δf , die über diese Kondensatoren weiter an die Verstärker geführt wird.

20 Um jedoch diese neue Zwischenfrequenz mit der Frequenz Δf zu demodulieren, ist die Anordnung der weiteren Mischer erforderlich, die dann mit einer festen Oszillatorfrequenz zusammen eine Demodulation der Zeichenfrequenz ermöglichen,
25 die auf der Trägerfrequenz moduliert ist. Der Festoszillator läuft dann auf der festen sogenannten Zwischenfrequenz, das ist die Frequenz Δf , und damit oben genannte Bedingungen wieder eingehalten werden, muß einer der beiden Mischer wieder über ein phasendrehendes Netzwerk mit diesem
30 Festoszillator verbunden werden.

Wenn also die Phasendrehung im Eingang, wie beim Gegenstand der älteren Patentanmeldung beschrieben, um 90° erfolgt, dann muß hier auch ein phasendrehendes Netzwerk angeordnet
35 werden, das die Phase um 90° dreht. Das Phasenfang- als auch das Amplitudenverhalten bei dieser doppelten Umsetzung

erfolgt genauso einfach wie bei der einfachen Umsetzung nach dem Gegenstand der älteren Patentanmeldung. Der Empfänger fängt, d.h. er rastet wieder auf den gewünschten Sender ein, und die Amplitudenmodulation wird an sich auch
5 hier synchron zur Trägerfrequenz demoduliert. Die durch Nichtlinearitäten erzeugten Fehlerspannungen in den zweiten Mischern, die also mit dem Festoszillator verbunden sind, sind hier von geringerer Bedeutung, weil diesen Mischern eine feste und amplitudenstabile Oszillatorfrequenz und die Eingangsfrequenz mit einer, da geregelt wird,
10 ebenfalls konstanten Amplitude zugeführt werden. Außerdem ist der Nutzsignalpegel an dieser Stelle bereits ausreichend groß.

15 In weiterer Ausgestaltung der Erfindung können die Verstärker über jeweils einen eigenen Regelverstärker regelbar sein, wobei das Steuersignal für die Regelverstärker jeweils hinter dem weiteren Koppelkondensator abgegriffen wird.

20 Auch können die Wechselspannungsverstärker durch ein weiteres, von einem weiteren Regelverstärker herrührendes Signal regelbar sein und das Steuersignal für diesen Regelverstärker wird zwischen der Addierstufe und dem Leistungsverstärker abgegriffen.
25

Ein Ausführungsbeispiel der Erfindung ist in der Zeichnung dargestellt und wird im folgenden näher beschrieben.

30 In der Figur ist mit 1 die Antenne bezeichnet. An der Antennenklemme 2 kann über einen Eingangsverstärker 21 das Eingangssignal, also die Senderfrequenz, auf eine Mischstufe 3 in einem ersten Signalweg (6, 8, 10) und auf eine Mischstufe 4 in einem zweiten Signalweg (7, 9, 11) ge-
35 führt werden. Das Signal wird der Mischstufe 4 über ein phasendrehendes Netzwerk 22 zugeführt. Dieses Netzwerk

dreht die Phase um 90° . Beide Mischner, also der Mischer 3 als auch der Mischer 4, sind mit einem abstimmbaren Oszillator 5 verbunden. Dieser abstimmbare Oszillator 5 ist auf die Frequenz $f_0 + \Delta f$ abstimmbare, wobei f_0 die gewünschte Trägerfrequenz des zu empfangenen Senders ist und Δf eine Frequenz im Frequenzbereich zwischen 1 und 1000 Hz, z.B. 50 Hz, ist.

Im ersten Signalweg folgt hinter dem Mischer 3 ein Tiefpaß 6, hinter diesem ein Koppelkondensator C1, danach ein Wechselstrom- bzw. Wechselspannungsverstärker 8, hinter diesem ein weiterer Koppelkondensator C2 und an diesem schließlich dann ein weiterer Mischer bzw. eine weitere Mischstufe 10.

Im zweiten Signalweg folgt hinter dem Mischer 4 ein Tiefpaß 7, danach ein Koppelkondensator C1, danach ein Wechselstrom- bzw. Wechselspannungsverstärker 9, hinter diesem wieder ein Koppelkondensator C2 und dann folgt im zweiten Signalweg die Mischstufe 11. Die Ausgänge der Mischstufen 10 und 11 sind mit einem Addierglied 14 verbunden, das auf einem Leistungsverstärker 19 arbeitet. Der Ausgang des Leistungsverstärkers 19 ist mit einer elektroakustischen Wiedergabevorrichtung, z.B. mit einem Lautsprecher 20, verbunden. Die Ausgänge der Mischstufen 10 und 11 sind weiter mit einem Subtrahierglied und der Ausgang des Subtrahiergliedes ist mit dem abstimmbaren Oszillator 5 verbunden. Die zweiten Eingänge der Mischstufen 10 und 11 sind nun mit einem Festoszillator verbunden, der die Frequenz Δf erzeugt. Dadurch ist es möglich, die Demodulation des Signals mit der Frequenz Δf zu bewirken, wobei wiederum dafür gesorgt werden muß, daß eine phasenrichtige Lage vorhanden ist. Daher muß zwischen der Mischstufe 10 in einem Kanal und dem Festoszillator 12 ein phasendrehendes Netzwerk 13 angeordnet sein, das die Phase um den gleichen Betrag verschiebt, wie das phasendrehende Netzwerk 22 im Eingang.

090034/0230

Also, wenn im Eingang um 90° die Phase verschoben worden ist, dann muß auch hier eine Phasenverschiebung von 90° erfolgen.

5 Obgleich eine derartige Schaltungsanordnung im Gegensatz zum Gegenstand nach der älteren Patentanmeldung etwas aufwendiger erscheint, weil nämlich wieder mit von Null verschiedener "Zwischenfrequenz" Δf gearbeitet wird, sorgt jedoch die phasenrichtige zweikanalige Umsetzung für die
10 Ausschaltung des Spiegelproblems. Der Empfangsspiegel wird nämlich in dieser Schaltungsanordnung automatisch kompensiert. Diese Kompensation ist gegenüber dem bekannten Stand der Technik, also gegenüber Rundfunkempfängern mit sehr hohen Zwischenfrequenzen bei 468 oder 471 kHz, durch zwei
15 Tatsachen wesentlich erleichtert:

1. Die Phasenbeziehungen der Additionsstufe 14 und der Subtraktionsstufe 15 zueinander lassen sich bei sehr tiefen "Zwischenfrequenzen" sehr viel leichter ein-
20 halten und einstellen. Infolgedessen soll auch Δf nicht im Kilohertzbereich liegen, sondern im Hertzbereich, wie oben angegeben, von 1 bis etwa 1 kHz;
2. der "Spiegel" ist mit dem empfangenen Sender jetzt aber
25 identisch, also von gleicher Amplitude, im Gegensatz zu den weit abliegenden Spiegeln bei den bekannten Schaltungsanordnungen, bei denen der Störsender eine wesentlich höhere Amplitude als der gewünschte Nutzsender aufweisen kann. Zur Unterdrückung der Sender in den Nach-
30 barkanälen genügen auch hier, wie beim Gegenstand nach der älteren Anmeldung, reine Tiefpässe zur sogenannten Nachbarkanalselektion.

Nach der Erfindung sind also die Wechselstrom- bzw. Wechselspannungsverstärker 8 und 9 separat regelbar ausgeführt.
35 Dabei werden hier andere Schaltungsmaßnahmen getroffen, als

bei dem Gegenstand nach der älteren Patentanmeldung. Hier wird die Steuerspannung für die Regelspannung der einzelnen Verstärker anders gewonnen, und zwar jeweils im eigenen Signalweg. Der Wechselstrom- bzw. Wechselspannungsver-
5 stärker 8 im ersten Signalweg erhält über den Regelver-
stärker 17 eine Regelspannung. Das Steuersignal für diesen Regelverstärker 17 wird hinter dem zweiten Koppelkonden-
sator C2 abgenommen. In gleicher Weise folgt die Regelung
des Wechselstrom- bzw. Wechselspannungsverstärkers 9 im
10 zweiten Signalweg. Auch hier wird hinter dem zweiten Koppel-
kondensator C2 das Steuersignal für den Regelverstärker 18
abgenommen und an diesen Wechselstrom- bzw. Wechselspannungs-
verstärker 9 zugeführt. Es können auf diese Art und Weise
Verstärkungsunterschiede zwischen den einzelnen Signalwegen
15 ausgeregelt werden. Es sind sehr einfache Schaltungsanord-
nungen verwendbar. So kann auch der Amplitudengang ausge-
regelt werden, der sich dadurch ergibt, daß das phasen-
drehende Netzwerk 22 einen Amplitudengang in Abhängigkeit
der Frequenz aufweist, wenn es nicht selbst in sehr aufwen-
20 diger Bauweise selbst frequenzkompensiert ist.

Es ist auch zusätzlich möglich, einen weiteren Regelkreis aufzubauen, und zwar über einen Regelverstärker 16, der
auf beide Wechselstrom- bzw. Wechselspannungsverstärker 8
25 und 9 gleichzeitig wirkt und dessen Steuersignal zwischen
dem Ausgang der Addierstufe 14 und dem Eingang des Leistungs-
verstärkers 19 abgegriffen wird.

30

35

030034/0230

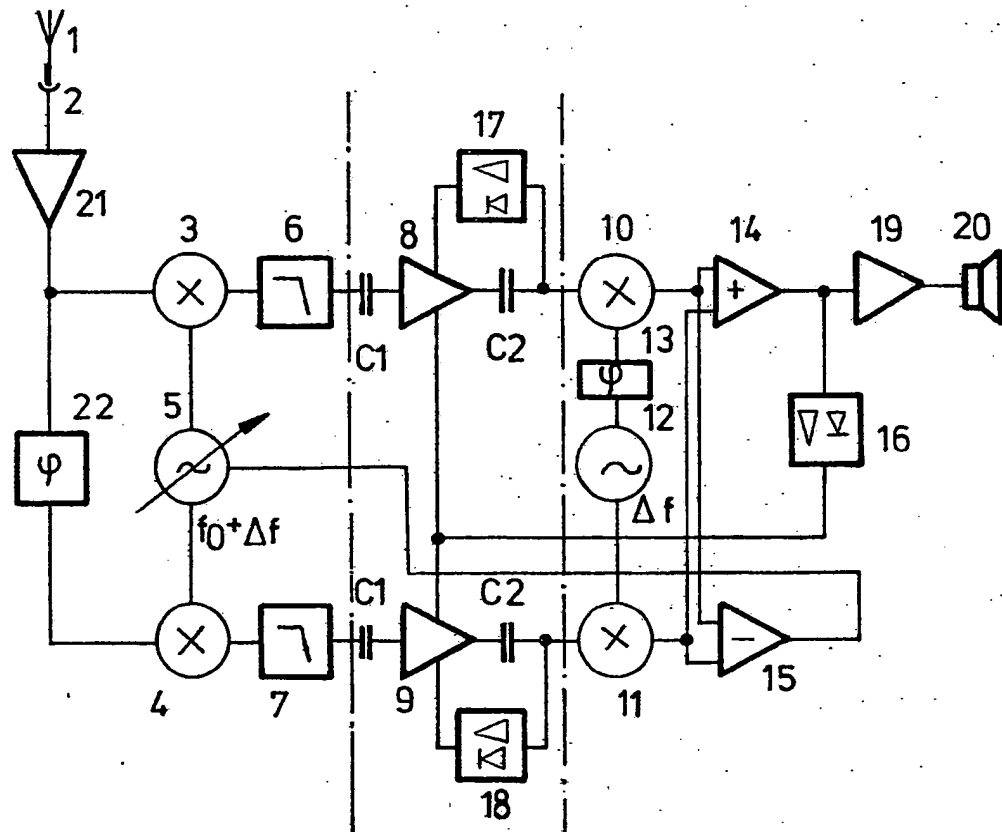
Nummer:
Int. Cl.2:
Anmeldetag:
Offenlegungstag:

29 05 331
H 04 B 1/26
13. Februar 1979
21. August 1980

2905331

- 13 -

1/1



090034/0230

D79-012